

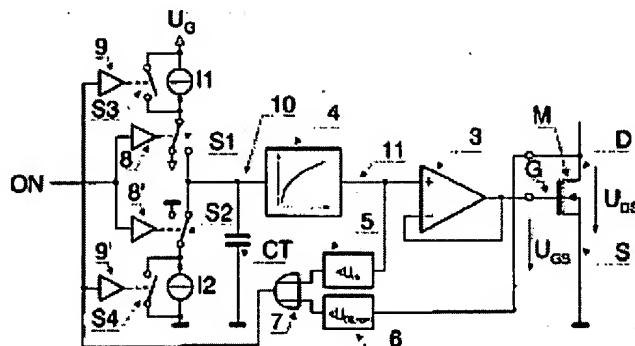
## **Driver circuit for field-controlled load switch has control device determining control voltage characteristic during switching in or switching out**

**Patent number:** DE10143432  
**Publication date:** 2003-02-27  
**Inventor:** HILLE PETER (DE); ORTHMANN REINHARD (DE)  
**Applicant:** DAIMLER CHRYSLER AG (DE)  
**Classification:**  
- **International:** H03K4/00; H03K4/02; H03K17/16; H03K17/695;  
H03K4/00; H03K17/16; H03K17/695; (IPC1-7):  
H03K17/082; H03K17/16; H03K17/567  
- **European:** H03K4/00; H03K4/02C; H03K17/16B2B; H03K17/16E  
**Application number:** DE20011043432 20010905  
**Priority number(s):** DE20011043432 20010905

**Report a data error here**

## Abstract of DE10143432

The driver circuit has a switched switching in current source (I1) and a switched switching out current source (I2), used for providing control voltages for the control terminal (G) of the field-controlled load switch (M). At least one control device (4,12) determines the control voltage characteristic during switching in or switching out. Also included are independent claims for the following: (a) a control method for a switching in a field-controlled load switch; (b) a control method for switching out a field-controlled load switch



Data supplied from the [esp@cenet](mailto:esp@cenet) database - Worldwide



⑯ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑯ **Patentschrift**  
⑯ **DE 101 43 432 C 1**

⑯ Int. Cl.<sup>7</sup>:  
**H 03 K 17/082**  
H 03 K 17/16  
H 03 K 17/567

⑯ Aktenzeichen: 101 43 432.4-31  
⑯ Anmeldetag: 5. 9. 2001  
⑯ Offenlegungstag: -  
⑯ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 27. 2. 2003

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

**DE 101 43 432 C 1**

⑯ Patentinhaber:  
DaimlerChrysler AG, 70567 Stuttgart, DE

⑯ Erfinder:  
Hille, Peter, Dr., 64293 Darmstadt, DE; Orthmann, Reinhard, Dr., 55130 Mainz, DE

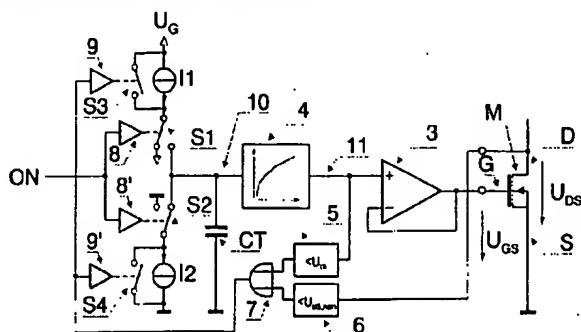
⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 196 10 895 A1  
DE 44 13 546 A1  
DE 40 13 997 A1  
US 50 28 818

Patent Abstracts of Japan, 07046117 A, 14.2.95;

⑯ Treiberschaltung und Ansteuerverfahren für einen feldgesteuerten Leistungsschalter

⑯ Treiberschaltung und Ansteuerverfahren für einen feldgesteuerten Leistungsschalter (M), insbesondere einen MOSFET, einen IGBT oder einen Thyristor, zur Beschaltung eines Laststromkreises mit einer schaltbaren Einschaltstromquelle (I1) und einer schaltbaren Ausschaltstromquelle (I2), deren steuerbarer Strom als Steuerspannung in den Steueranschluß (G) des feldgesteuerten Leistungsschalters (M) eingeprägt wird, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens ein Steuermittel (4, 12) die Steuerspannung während des Einschaltvorgangs oder während des Ausschaltvorgangs einen in Abhängigkeit der Einschaltzeit oder in Abhängigkeit der Ausschaltzeit quadratwurzelförmigen Verlauf geben.



**DE 101 43 432 C 1**



⑯ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑯ **Patentschrift**  
⑯ **DE 101 43 432 C 1**

⑯ Int. Cl. 7:  
**H 03 K 17/082**  
H 03 K 17/16  
H 03 K 17/567

⑯ Aktenzeichen: 101 43 432.4-31  
⑯ Anmelddatum: 5. 9. 2001  
⑯ Offenlegungstag: -  
⑯ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 27. 2. 2003

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑯ Patentinhaber:

DaimlerChrysler AG, 70567 Stuttgart, DE

⑯ Erfinder:

Hille, Peter, Dr., 64293 Darmstadt, DE; Orthmann, Reinhard, Dr., 55130 Mainz, DE

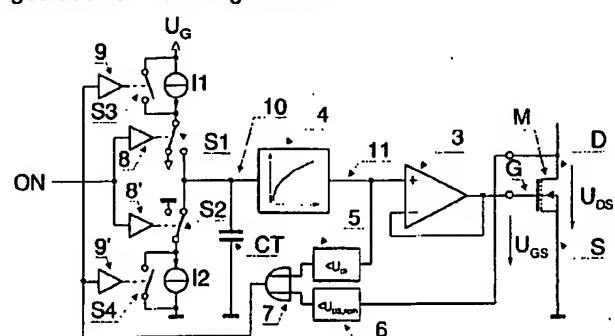
⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 196 10 895 A1  
DE 44 13 546 A1  
DE 40 13 997 A1  
US 50 28 818

Patent Abstracts of Japan, 07046117 A, 14.2.95;

⑯ Treiberschaltung und Ansteuerverfahren für einen feldgesteuerten Leistungsschalter

⑯ Treiberschaltung und Ansteuerverfahren für einen feldgesteuerten Leistungsschalter (M), insbesondere einen MOSFET, einen IGBT oder einen Thyristor, zur Beschaltung eines Laststromkreises mit einer schaltbaren Einschaltstromquelle (I1) und einer schaltbaren Ausschaltstromquelle (I2), deren steuerbarer Strom als Steuerspannung in den Steueranschluß (G) des feldgesteuerten Leistungsschalters (M) eingeprägt wird, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens ein Steuermittel (4, 12) die Steuerspannung während des Einschaltvorgangs oder während des Ausschaltvorgangs einen in Abhängigkeit der Einschaltzeit oder in Abhängigkeit der Ausschaltzeit quadratwurzelförmigen Verlauf geben.



DE 101 43 432 C 1



## Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Ansteuerverfahren und Treiberschaltungen für einen feldgesteuerten Leistungsschalter, insbesondere eines MOS-Transistors.

5

## Stand der Technik

[0002] Für das Schalten von Lasten stellen feldgesteuerte Halbleiterelemente wie MOS-Transistoren oder IGBTs den Stand der Technik dar. Das Verhalten der Schaltanordnung wird durch die parasitären Elemente in Aufbau und Zuleitung nachhaltig beeinflußt. Vor allem die durch Zuleitungen hervorgerufenen induktiven Elemente lassen sich nicht vernachlässigen.

[0003] Fig. 1 stellt eine üblicherweise benutzte Schaltung zur Leistungsschaltung schematisch dar: Der Schalter M, für Betriebsspannungen unter 100 V bevorzugt ein MOSFET mit positiver Steuerspannung, liegt in Reihe zur zu schaltenden Last  $Z_L$ , die mit der Betriebsspannung  $U_B$  verbunden ist. Die Last hat im allgemeinen eine komplexe Impedanz, häufig kann (z. B. bei Elektromotoren oder anderen elektromagnetischen Aktuatoren) von einem dominierenden induktiven Verhalten der Last ausgegangen werden. Um beim Abschalten der Last einen Pfad für den Strom durch die Last zur Verfügung zu stellen, wird üblicherweise eine Diode DF, die sogenannte Freilaufdiode, parallel zur Last geschaltet. In Reihe zu Schalter M und Diode DF liegen, durch die Zuleitungen der Bauelemente und des Aufbaus gegeben, die parasitären Induktivitäten  $L_{sT}$  und  $L_{sD}$ . Die Zuleitung zur Betriebsspannungsquelle  $U_B$  erzeugt eine weitere Induktivität  $L_{sU}$ . Der MOSFET verfügt über die den Laststrom führenden Anschlüsse Drain D und Source S, am Steueranschluß G wird die Steuerspannung  $U_{GS}$  zum Ein- bzw. Ausschalten des MOSFET angelegt.

[0004] Bei ausgeschaltetem MOSFET M ( $U_{GS}$  ist kleiner als die  $U_{th}$  genannte Schwellspannung) fällt über diesem die Drain-Source-Spannung  $U_{DS}$  in Höhe der Betriebsspannung  $U_B$  ab. Wird der Schalter eingeschaltet ( $U_{GS} > 0$ ), fließt durch die Lastimpedanz  $Z_L$  der Laststrom  $I_L$ . Wird der Schalter ausgeschaltet, wird der Laststrom erst einmal durch die Induktivität der Last aufrechterhalten und fließt über die Freilaufdiode D zurück zum Betriebsspannungsanschluß  $U_B$ . In Fig. 1 ist der MOSFET als sogenannter Low-Side Schalter spannungsmäßig der Last nachgeordnet. Die gleichen grundsätzlichen Zusammenhänge gelten auch für einen sogenannten High-Side Schalter, bei der der MOSFET zwischen Versorgungsspannung und zu schaltender Last angeordnet ist.

[0005] Zum Erzeugen der Ansteuerspannung  $U_{GS}$  sind verschiedene Treiberschaltungen bekannt, die in Fig. 2 als integrierter Baustein 2 stark vereinfacht dargestellt sind. Auf bekannte Treiberschaltungen wird in der Folge noch näher eingegangen. Üblicherweise erhält die Treiberschaltung eine definierte Quellimpedanz, was im Ersatzschaltbild der Fig. 2 in Form eines Gatewiderstandes  $R_G$  dargestellt ist.

[0006] Die typischen, zeitlichen Spannungs- und Stromverläufe beim Betrieb der bekannten Anordnungen nach Fig. 1 und Fig. 2 werden im folgenden in Zusammenhang mit der Fig. 3 dargestellt und erläutert. Teilbild a) stellt den Spannungsverlauf der Steuerspannung  $U_{GS}$  dar, in Teilbild b) sieht man den resultierenden Drain-Source Strom  $I_{DS}$  durch den MOSFET, in Teilbild c) ist die Drain-Source Spannung  $U_{DS}$  am MOSFET aufgetragen.

[0007] Bis zum Zeitpunkt  $t_1$  ist der Schalter M gesperrt und der Laststrom  $I_L = I_1$  fließt durch die Freilaufdiode DF. Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird die Steuerspannung vom Treiber 2 an das Gate des MOSFET angelegt und das Gate G des MOSFET M wird geladen. Mit steigender Gate-Spannung  $U_{GS}$  übernimmt der MOSFET den Laststrom  $I_L$  (Zeitpunkt  $t_2$ ). Der Drain Source Strom  $I_{DS}$  durch den MOSFET steigt jedoch über den Laststrom hinaus weiter an, da die in der Freilaufdiode DF gespeicherte Ladung ausgeräumt werden muß. Dies geschieht kurze Zeit nach  $t_2$ . Der plötzlich auf  $I_L$  zusammenbrechende Strom hat bedingt durch die parasitären Induktivitäten einen Anstieg der Drain-Source Spannung  $U_{DS}$  weit über die Betriebsspannung  $U_B$  hinaus zur Folge.

[0008] Bis zum Zeitpunkt  $t_3$  wirkt sich die Miller-Kapazität  $C_{GD}$  des MOSFET auf die Steuerspannung  $U_{GS}$  aus. Durch diese Rückkopplung sinkt die Drain-Source Spannung  $U_{DS}$  für den Zeitraum des sogenannten Miller-Plateau nur langsam. Ist die Schalterspannung auf die minimale Drain-Source Restspannung  $U_{DS, on}$  gefallen, kann der Steueranschluß G weiter geladen werden, bis zum Zeitpunkt  $t_4$  die maximale Steuerspannung  $U_{max}$  erreicht ist. Dieser Anstieg hat eine weitere Reduktion der Einschaltspannung unter  $U_{DS, on}$  zur Folge, womit die Leistungsverluste des Schalters reduziert werden können.

[0009] Der Drain-Source Strom  $I_{DS}$  steigt nach dem Abbau des Miller-Plateau bis zum maximalen Laststrom an. Für den Abschaltvorgang ab dem Zeitpunkt  $t_5$  wird die Steuerspannung abgeschaltet. Bedingt durch die Zeitkonstante der Treiberschaltung ergibt sich ein Zeitverzug bis zum Zeitpunkt  $t_6$ , bis der MOSFET abschaltet. Zwischen  $t_6$  und  $t_7$  wird der Laststrom nun wieder von der Freilaufdiode DF übernommen. Bedingt durch die parasitären Induktivitäten kommt es auch beim Abschalten zu einer Überhöhung der Drain-Source Spannung, auch wenn diese auf Grund der geringeren Stromanstiegs geschwindigkeiten nicht so hoch ausfällt wie beim Einschalten. Auch nach Abklingen des Drain-Source Stromes dauert es noch eine Weile bis zum Zeitpunkt  $t_8$ , bis die Steuerspannung  $U_{GS}$  ganz auf 0 zurückgegangen ist.

[0010] Der beschriebene Schaltvorgang ist in mehrfacher Hinsicht nachteilig für den Betrieb der gezeigten Anordnung. Vor allem die hohen Spannungsspitzen zu den Zeitpunkt  $t_2$  und  $t_7$  können die maximal zulässige Drain-Source Spannung am MOSFET überschreiten und diesen schädigen. Die Rückwirkung der Drain-Source Spannung ( $t_2-t_3$ ) über die Miller-Kapazität  $C_{GD}$  hat ein langsames Absinken der Schalterspannung bei hohem Laststrom zur Folge und erzeugt damit eine hohe Verlustleistung. Das langsame Erreichen der maximalen Ansteuerspannung ( $t_3-t_4$ ) erhöht die Durchlaßverluste. Beim Abschalten kommt es hingegen durch die Form der Entladekurve zu einem – im Vergleich zum Einschalten – schnellen Abfall des Schalterstromes. Das damit verbundene schnelle Ansteigen des Freilaufstroms hat nicht nur Überspannungen zur Folge, sondern kann in Bordnetzen auch Auswirkungen auf andere Verbraucher im Bordnetz haben und stören.

[0011] Man hat deshalb in der Vergangenheit verbesserte Treiberschaltungen vorgeschlagen, um die Ein- und Ausschaltvorhänge bei einem MOSFET zu verbessern. In DE 44 13 546 A1 wird eine Gleichstrom-Steuerschaltung beschrieben, die den Ansteuerstrom eines Halbleiterschalters in Abhängigkeit der Spannung am Freilaufhalbleiter variiert.



# DE 101 43 432 C 1

Dabei wird vorzugsweise ein kleiner Schalterstrom aufrechterhalten, bis die Spannung am Freilaufhalbleiter 0 ist und dieser damit nicht mehr leitet. Dann wird der Ansteuerstrom erhöht, um ein möglichst schnelles vollständiges Einschalten des Schalters zu erzielen.

[0012] In der DE 40 13 997 A1 wird ein ähnliches Verfahren beschrieben, das darauf basiert, daß die Spannung am Verbindungsknoten zwischen dem Halbleiterschalter und dem Freilaufelement gemessen wird. Im Falle eines als MOS-Transistor ausgeführten Schaltelementes wird der Steuerstrom, im Falle eines Bipolartransistors die Steuerstromänderung, so lange auf einem hohen Wert gehalten, bis die gemessene Spannung einen Schwellenwert erreicht, der das Durchschalten des Freilaufelements signalisiert. Dann wird der Steuerstrom bzw. die Steuerstromänderung reduziert. 5

[0013] Aus der US 5,028,818 ist eine Vorrichtung gemäß den beiden ersten Absätzen des Anspruch 1 bekannt. Insbesondere ist es bekannt einen Steuerstrom als Steuerspannung mit quadratwurzelförmigen Verlauf an den Steueranschluß des Leistungsschalters anzulegen. 10

[0014] Die erfindungsgemäße Vorrichtung unterscheidet sich hiervon durch die Merkmalskombination des dritten Absatzes des Anspruch 1. Mit dieser Merkmalskombination wird der Leistungsschalter nach dem Einschaltvorgang, so schnell wie möglich auf seinen geringsten Durchlaßwiderstand gebracht, so daß so schnell wie möglich ein möglichst verlustarmer Betrieb des Leistungsschalters erreicht wird. Umgekehrt wird beim Ausschalten ein all zu schnelles Abfallen der Steuerspannung und damit all zu hohe Spannungsspitzen im Lastkreis vermieden. 15

[0015] Die Ausschaltflanke eines Leistungsschalters zu verlängern ist aus Patent Abstracts of Japan JP 07046117 A angeregt. Allerdings um den Preis einer gleichzeitigen Verlängerung der Einschaltdauer. 20

[0016] Aus der DE 196 10 895 A1 ist ein Verfahren zur Einschaltregelung eines IGBT mit den Merkmalen der ersten beiden Absätze von Anspruch 10 bekannt. Anspruch 10 unterscheidet sich durch den auf das Einschalten folgenden Verfahrensschritt, daß nämlich nach dem Einschalten der on-Widerstand des Leistungsschalters so schnell wie möglich auf den geringsten Widerstandswert gebracht wird. Damit wird so schnell wie möglich ein möglichst verlustarmer Betriebszustand erreicht. 25

[0017] Bisherige Treiberschaltungen für feldgesteuerte Leistungsschalter befassen sich stets mit der Verkürzung der Einschaltzeiten und der Ausschaltzeiten der Leistungsschalter um die Verluste in den Schaltern zu minimieren und um gegebenenfalls Überspannungen zu begrenzen. 30

[0018] Neuere Entwicklungen im Bereich von Kraftfahrzeubordnetzen sehen vor, die derzeitigen Bordnetzspannungen von nominell 14 V auf nominell 42 Volt zu erhöhen oder ein Zweispannungsbordnetz mit den beiden Spannungsebenen 14 V und 42 V vorzusehen. Verbraucher in diesen Bordnetzen, die eine geringere Versorgungsspannung benötigen wie z. B. mikroelektronische Bauelemente oder Steuergeräte, will man gerne mit der leistungseffizienten Methode der Pulsweitenmodulation eines feldeffektgesteuerten Leistungsschalters aus dem Bordnetz versorgen. Hierbei kann auch für das Ansteuern von rein reaktiven Lasten und bei vernachlässigbarer parasitärer Induktivität  $L_sT$ , bei denen das Problem der Spannungserhöhung nicht im Vordergrund steht, das Problem der Stromerhöhung des Laststromes auftreten. Als Beispiel sei der Betrieb eines 14-V-Glühlampe mit der höheren Bordnetzspannung von 42 V genannt. Zum Herabsetzen der effektiven Spannung verwendet man das Verfahren der Pulsweitenmodulation. Wird dieses aus Platz- und Kostengründen ohne eine Induktivität im Lastkreis zur Glättung der Stromwelligkeit benutzt, ergibt sich ein Tastverhältnis von 1/9 mit Stromspitzen vom dreifachen Nennstrom der Glühlampe bei 14-V-Betrieb. Man diskutiert deshalb z. B. für Verbraucher in neuen 42 V Kfz-Bordnetzen derzeit eine Begrenzung der Stromänderungsgeschwindigkeit auf wenige A/sec. 35

[0019] Um hier den diskutierten Grenzwerten Genüge zu tun, muß der Stromanstieg oder -abfall im Leistungsschalter möglichst konstant erfolgen ( $dI_p/dt = \text{const.}$ ). Jeder irgendwie gekrümmte Verlauf würde zu einer Erhöhung der während des Schaltvorgangs umgesetzten Leistung führen und damit den Leistungsschalter über Gebühr thermisch belasten. 40

[0020] Eine wenig Erfolg versprechende Möglichkeit den Laststrom im Halbleiterschalter zu kontrollieren, ist eine Stromregelung, wie sie als theoretische Überlegung schematisch in Fig. 4 dargestellt ist. Hierzu muß der Strom z. B. über einen Widerstand  $RS$  im Lastkreis gemessen und einem Regelverstärker 2a zugeführt werden. Eine solche Anordnung erlaubt prinzipiell, jeden gewünschten Stromverlauf im Schalter einzustellen. In der Praxis ergeben sich jedoch unüberwindbare Probleme durch die mangelnde Stabilität des Regelkreises. Der Meßwiderstand erhöht zudem die Verlustleistung der Anordnung in unerwünschter Weise. 45

[0021] Die zu lösende Aufgabe ist daher eine Treiberschaltung und ein Ansteuerverfahren für einen feldgesteuerten Leistungsschalter, insbesondere einen MOSFET, einen Thyristor oder einen IGBT, zu finden, die und das die Einstellung einer möglichst konstanten Stromanstiegs- oder -abfallgeschwindigkeit im Lastkreis ermöglicht, ohne daß zusätzliche Bauelemente, die Verlustleistung und Kosten erzeugen, wie z. B. Induktivitäten zur Stromglättung oder Meßwiderstände zum Aufbau einer Stromregelung, eingesetzt werden müssen. Unter diesen Randbedingungen soll der Leistungsschalter nach der Einschaltflanke so schnell wie möglich in den bestleitenden Zustand, nach der Ausschaltflanke soll er so schnell wie möglich in den vollständig gesperrten Zustand gebracht werden. 50

[0022] Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe gelöst durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche. Weitere vorteilhafte Ausführungsformen sind in den Unteransprüchen enthalten. 55

[0023] Mit der Erfindung lassen sich hauptsächlich die folgenden Vorteile erzielen:

Die Erfindung ermöglicht das kontrollierte Schalten eines Halbleiterschalters, vorzugsweise eines Leistungs-MOSFETs, und vermeidet das Entstehen von Überströmen und begrenzt in kontrollierter Weise Überspannungen im Lastkreis. Strombegrenzende, oder stromglättende Bauelemente im Lastkreis können geringer dimensioniert werden oder gegebenenfalls ganz entfallen. 60

[0024] Die erfindungsgemäße Treiberschaltung und das erfindungsgemäße Ansteuerverfahren eignen sich insbesondere zum Erzeugen von Schaltflanken mit begrenzter Stromanstiegs geschwindigkeit, wodurch die auf ein Bordnetz ausgesandten Störungen wirkungsvoll minimiert werden. Insbesondere für zukünftige 42 V Kfz-Bordnetze mit möglichen Vorschriften für die maximal erlaubten Stromanstiegs geschwindigkeiten stellt das beschriebene Verfahren eine vorteilhafte Lösung dar. 65

[0025] Die erfindungsgemäße Treiberschaltung und das erfindungsgemäße Ansteuerverfahren für den Betrieb eines



# DE 101 43 432 C 1

Halbleiterschalters kann für jedes handelsübliche feldgesteuerte Leistungsbauelement eingesetzt werden. An dem Leistungshaulement müssen weder Änderungen vorgenommen werden, noch müssen weitere Bauelemente in den Laststrompfad geschaltet werden, die die Verlustleistung der Schaltanordnung erhöhen würden.

[0026] In einer vorteilhaften Ausführung der Erfindung gelingt es durch die Diskretisierung der Ansteuerkennlinie, mit Steuerung eines einzigen Referenzstromes die Schaltzeiten – bei Beibehaltung der prinzipiellen Kurvenformen – frei einzustellen.

[0027] Der bisherige Stand der Technik und die Erfindung sind anhand der folgenden Figuren dargestellt. Es zeigen:

[0028] Fig. 1 eine typische Schaltung aus dem Stand der Technik mit einem MOSFET als Low-Side Schalter zur Leistungsregulierung eines Lastkreises,

[0029] Fig. 2 eine stark abstrahierte Treiberschaltung aus dem Stand der Technik,

[0030] Fig. 3 aus dem Stand der Technik bekannte Strom- und Spannungsverläufe bisheriger Ansteuerverfahren,

[0031] Fig. 4 eine theoretische, wenig aussichtsreiche Stromregelung,

[0032] Fig. 5 einen erfindungsgemäßen, optimierten Gatespannungsvorlauf,

[0033] Fig. 6 eine Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Treiberschaltung,

[0034] Fig. 7 Strom- und Spannungsverläufe des erfindungsgemäßen Ansteuerverfahrens,

[0035] Fig. 8 eine weitere Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Treiberschaltung,

[0036] Fig. 9 Anordnung zur Erzeugung der erfindungsgemäßen, optimierten Ansteuerspannung.

[0037] Die Übertragungskennlinie eines feldgesteuerten Leistungsschalters kann im Sättigungsbereich vereinfacht durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden:

$$I_D = k \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \quad (1)$$

[0038] Hierin ist  $k$  ein Faktor, der den Leistungshalbleiter beschreibt.

[0039] Soll der Strom linear ansteigen, muß zum Ansteuern des Schalters ein Spannungsverlauf der Form

$$U_{GS}(t) = (U_0 - U_{th}) \cdot \sqrt{\frac{t}{T}} + U_{th} \quad (2)$$

angelegt werden. Für das Abschalten gilt dementsprechend

$$U_{GS}(t) = (U_0 - U_{th}) \cdot \sqrt{1 - \frac{t}{T}} + U_{th} \quad (3)$$

[0040] In Fig. 5 ist dieser wurzelförmige Verlauf schematisch dargestellt, wobei Fig. 5a das Einschalten und Fig. 5b das Ausschalten zeigt. Die Spannung  $U_0$  ist die Steuerspannung, bei der der Leistungsschalter als durchgeschaltet betrachtet wird. Die Restspannung  $U_{DS}$  am Leistungsschalter bei dem dann fließenden Strom  $I_D$  beträgt dann  $U_{DS,nom}$ . Die Zeitspanne für den kontrollierten Schaltvorgang wird durch  $T$  bezeichnet.

[0041] Fig. 6 zeigt eine erfindungsgemäße Treiberschaltung für das hier vorgenannte Ansteuerverfahren. Der Leistungshalbleiter M wird über einen Pufferverstärker 3 mit der Spannung  $U_{GS}$  angesteuert. Der Spannungsverlauf von  $U_{GS}$  entspricht damit dem an Knoten 11.

[0042] Der Knoten 11 wird durch ein nichtlineares Kennlinienglied 4 getrieben, das eine Übertragungscharakteristik aufweist, die eine sich linear mit der Zeit ändernde Spannung in eine sich proportional zur Quadratwurzel der Zeit ändernde Spannung entsprechend Abb. 5 und in Gleichung (2) bzw. (3) umwandelt. Am Eingang 10 des Kennliniengliedes 4 ist eine Kapazität CT geschaltet, die über eine Stromquelle 11 geladen und eine Stromquelle 12 entladen werden kann. Die Stromquelle 11 wird über einen Schalter S1 auf den Kondensator geschaltet, wenn der Steuereingang ON logisch 1 ist. Die Stromquelle 12 wird über einen Schalter S2 auf den Kondensator geschaltet, wenn der Steuereingang ON logisch 0 ist.

[0043] Am Knoten 11 ist ein Spannungsvergleicher 5 angeschlossen, der dann eine logische 1 ausgibt, wenn seine Eingangsspannung kleiner als die Schwellspannung  $U_{th}$  des Leistungsschalters M ist. Die Spannung  $U_{DS}$  am Leistungsschalter wird durch einen Spannungsvergleicher 6 überwacht. An seinem Ausgang wird eine logische 1 ausgegeben, wenn die Spannung  $U_{DS}$  kleiner als die für einen eingeschalteten Leistungsschalter definierte Spannung  $U_{DS,nom}$  ist. Die Ausgangssignale der Spannungsvergleicher 5 und 6 werden durch ein Gatter 7 logisch ODER-verknüpft. Das Gatter 7 steuert über Treiber 9 und 9' Schalter an, die die Stromquellen 11 und 12 überbrücken, wenn sein Ausgang logisch 1 ist. Durch das Überbrücken wird der Kondensator CT je nach Wert des Eingangssignals ON mit dem maximal verfügbaren Strom geladen bzw. entladen. Um ein Oszillieren der Spannungsvergleicher im Schaltzeitpunkt zu vermeiden, werden diese mit einer Hysterese ausgestattet.

[0044] In Fig. 7 ist das mit der Anordnung aus Fig. 6 umgesetzte Verfahren dargestellt. Teildarstellung a) zeigt den Verlauf der Spannung  $U_{GS}$ , Teildarstellung b) den dazugehörigen Verlauf des Stromes durch den Leistungsschalter  $I_{DS}$ . Die Spannung über dem Leistungsschalter ist in Teildarstellung c) dargestellt.

[0045] Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird das Steuersignal ON auf logisch 1 gesetzt. Da die Spannung an 11 kleiner als die Schwellspannung ist, wird über den Vergleicher 5 mittelbar die Stromquelle 11 überbrückt. Damit lädt sich CT sehr schnell soweit auf, daß an 11 die Spannung  $U_{th}$  anliegt. Nun wird die Überbrückung aufgehoben und der Kondensator CT über 11 geladen, so daß sich an 10 ein linearer Spannungsanstieg einstellt. Dieser wird über das Kennlinienglied 4 in einen wurzelförmigen Spannungsanstieg umgewandelt, der ein lineares Anwachsen des Stroms  $I_D$  zur Folge hat. Die Spannung an 11 bzw. G steigt auf diese Weise an, bis zum Zeitpunkt  $t_2$  die Einschaltspannung  $U_{DS,nom}$  erreicht ist. Nun wird über den Spannungsvergleicher 6 mittelbar die Stromquelle 11 überbrückt, so daß CT so schnell wie möglich auf die Spannung  $U_G$  geladen wird. Diese wird durch das Kennlinienglied 4 auf die maximale Gatespannung  $U_{max}$  umgesetzt. Der Einschaltwiderstand des Leistungsschalters M sinkt bis zum Zeitpunkt  $t_4$  damit gegenüber  $t_2$  noch einmal deutlich



ab, so daß die Verlustleistung minimiert wird. Das Kennlinienglied ist beispielsweise ein sogenanntes digitales Abtaststellglied, das entsprechend eines Softwarcalgoritmus mittels eines Abtasters an seinem Ausgang den Verlauf der Spannung am Ausgang des Kennlinienglieds überwacht. Die eigentliche wurzelförmige Kennlinie ist in einem Speicher des Kennliniengliedes als Datensatz abgelegt, auf dessen Werte die Ausgangsspannung von einem Mikrorechner oder von einem Schaltwerk geregelt wird.

[0046] Der Laststrom steigt bei induktiver Last kontinuierlich an, bis zum Zeitpunkt  $t_5$  das Steuersignal ON auf logisch 0 gesetzt wird. Da  $U_{DS}$  immer noch kleiner als  $U_{DS,nom}$  ist, ist auch die Stromquelle 12 über den Schalter S4 überbrückt. Damit wird der Kondensator CT schnell entladen, bis zum Zeitpunkt  $t_6$ , die Schalterspannung  $U_{DS,nom}$  übersteigt. Über den Vergleicher 6 wird nun mittelbar der Schalter S4 geöffnet, so daß sich an 10 nun ein linearer Abfall der Spannung einstellt. Dieser wird über das Kennlinienglied 4 in einen wurzelförmigen Spannungsverlauf an 11 umgesetzt, wodurch der Schalterstrom  $I_D$  linear absinkt.

[0047] Zum Zeitpunkt  $t_7$  erreicht die Spannung an 11 den Wert der Schwellspannung. Nun wird über den Spannungsvergleicher 5 mittelbar der Schalter S4 geschlossen, so daß die Spannung CT möglichst schnell entladen wird. Damit wird das Gate des Leistungsschalters M schnellstmöglich vollständig entladen und der Schalter sicher ausgeschaltet.

[0048] Durch die kontrollierten Stromanstiegsgeschwindigkeiten entsteht trotz möglicher, parasitärer Induktivitäten im Lastkreis nur eine geringfügig überhöhte Spannung ( $U_{FW}$ ). In den in der Standardisierung sich befindlichen 42-V-Bordnetzen für Kraftfahrzeuge wird die maximal erlaubte Überspannung innerhalb des Bordnetzes begrenzt und normalisiert sein. Der jetzige Normierungsentwurf sieht eine maximale erlaubte absolute Überspannung von 52 V für statische Spannungen und von 48 V für den Effektivwert von dynamischen Spannungen vor. Dies macht die Erfindung für diese Bordnetze interessant.

[0049] Fig. 8 zeigt eine weitere Treiberschaltung für das Ansteuerverfahren. Der Kondensator CT ist nun direkt dem Eingang des Pufferverstärkers 3 an Knoten 11 verbunden. Die Stromquellen I1 und I2 sind durch steuerbare Quellen I1C und I2C ersetzt. Die Steuereingänge c werden von einem nichtlinearen Kennlinienglied 12 angesteuert, das von Knoten 11 angesteuert wird. Die Übertragungsfunktion von Kennlinienglied 12 ist so gewählt, daß sich bei hoher Spannung am Kondensator CT ein geringer Strom in den Stromquellen I1C und I2C, bei niedrigen Spannungen an CT ein hoher Strom der Stromquellen I1C und I2C einstellt, so daß sich ein über die Zeit wurzelförmiger Verlauf der Spannung an 11 beim Laden und Entladen des Kondensators CT ergibt.

[0050] Die resultierenden Spannungs- und Stromverläufe entsprechen denen für die Treiberschaltung 5 nach Fig. 6, wie sie in Fig. 7 gezeigt sind.

[0051] Fig. 9 zeigt eine vorteilhafte Ausgestaltung der Stromquellen I1C und I2C. Mit der Stromquelle I1C wird der Einschaltvorgang des Leistungshalbleiters gesteuert und mit der Stromquelle I2C der Abschaltvorgang. Die steuerbaren Stromquellen I1C und I2C bestehen aus mehreren geschalteten Stromquellen mit konstantem Strom. Die Stromquelle I1C wird durch die konstanten Ströme I11, I12, ..., I1n, die Stromquelle I2C durch I21, I22, ..., I2n gebildet. Diese können über die Schalter S11, ..., S1n bzw. über S21, ..., S2n zugeschaltet werden. Die nichtlineare Kennlinie wird entsprechend aus mehreren linearen Teilstücken nachgebildet. Dies geschieht über die Vergleicher V1, ..., Vn, die die Spannung an 11 mit den Referenzgrößen  $U_{r1}, ..., U_{rn}$  vergleichen. Ist die Spannung an 11 größer als die entsprechende Referenzspannung  $U_{ri}$ , wird die zum Zweig i gehörende Stromquelle abgeschaltet. Das Kennlinienglied wird im Ausführungsbeispiel der Fig. 9 durch eine Komparatorenkaskade gebildet, deren Spannungsschwellwerte entsprechend einer wurzelförmigen Kennlinie eingestellt werden. Die einzelnen Teilschwellwerte, die sich letztlich zur wurzelförmigen Kennlinie am Gate desfeldeffektgesteuerten Halbleiterschalters zusammensetzen, werden an den Komparatoren nach deren experimenteller Festlegung fest eingestellt.

[0052] Die Ströme der Stromquellen für I1C werden in Leitung 20, die Ströme für I2C in Leitung 20' aufsummiert und zu den Schaltern S1 und S2 geleitet, die vom Steuersignal ON gesteuert werden.

[0053] Die Teilströme von I1C und I2C werden bevorzugt von einem Referenzstrom  $I_r$  abgeleitet. Die Höhe der Teilströme kann dann über Konstanten  $k1, ..., kn$  bestimmt werden, die vorteilhaftweise die Übersetzungsvorhältnisse eines Stromspiegels darstellen.

## Patentansprüche

1. Treiberschaltung für einen feldgesteuerten Leistungsschalter (M), insbesondere einen MOSFET, einen IGBT oder einen Thyristor, zur Beschaltung eines Laststromkreises mit einer schaltbaren Einschaltstromquelle (I1) und einer schaltbaren Ausschaltstromquelle (I2), deren steuerbarer Strom als Steuerspannung ( $U_{GS}$ ) in den Steueranschluß (G) des feldgesteuerten Leistungsschalters (M) eingeprägt wird, wobei, mindestens ein Steuermittel (4, 12) der Steuerspannung ( $U_{GS}$ ) während des Einschaltvorgangs oder während des Ausschaltvorgangs einen in Abhängigkeit der Einschaltzeit oder in Abhängigkeit der Ausschaltzeit quadratwurzelförmigen Verlauf gibt,

und ein erster Spannungsvergleicher (5) die Steuerspannung am Steueranschluß des Leistungsschalters und ein zweiter Spannungsvergleicher (6) die Spannung ( $U_{DS}$ ) über dem Laststrompfad des Leistungsschalters abgreift und die beiden Spannungsvergleicher mit ihren Ausgängen über ein ODER-Gatter (7) verbunden sind und der Ausgang des ODER-Gatters mit den Steueranschlüssen (9, 9') der Einschaltstromquelle (I1, I1C) und der Ausschaltstromquelle (I2, I2C) verbunden ist, wodurch nach dem Einschaltvorgang die Steuerspannung am Steueranschluß des Leistungsschalters so schnell wie möglich auf ihren Maximalwert ( $U_{max}$ ) gebracht wird oder wodurch beim Ausschaltvorgang der Maximalwert ( $U_{max}$ ) der Steuerspannung so schnell wie möglich verringert wird.

2. Treiberschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Steuermittel (4) als ein Kennlinienglied (4) im Steueraufschluß des Leistungsschalters (M) ausgebildet ist.

3. Treiberschaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Steuermittel (4) als ein digitales Abtaststellglied ausgebildet ist.

4. Treiberschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Einschaltstromquelle und die Ausschalt-



# DE 101 43 432 C 1

stromquelle jeweils als steuerbare Stromquellen (I1C, I2C) ausgebildet sind, deren Steuereingänge von einem nicht linearen Kennlinienglied (12) angesteuert werden.

5. Treiberschaltung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß das nicht lineare Kennlinienglied (12) ein digitales Abtastkennlinienglied ist.

6. Treiberschaltung nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß das nicht lineare Kennlinienglied und die steuerbaren Ein- und Ausschaltstromquellen (I1C, I2C) als integriertes Bauelement ausgebildet sind.

7. Treiberschaltung nach einem der Ansprüche 4 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die steuerbaren Stromquellen (I1C, I2C) jeweils aus mehreren, parallel geschalteten Konstantstromquellen bestehen, die jeweils mittels Spannungsvergleichern (V1, V2, ..., Vn) zu- oder abgeschaltet werden, wenn die Spannung am Steueranschluß (G) des Leistungsschalters (M) einen vorgegebenen Referenzwert unterschreitet oder überschreitet.

10. Treiberschaltung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Ströme der einzelnen Konstantstromquellen von einem Stromspiegel abgeleitet werden.

15. Treiberschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß dem Steueranschluß (G) des Leistungsschalters (M) ein Pufferverstärker (3) vorgeschaltet ist.

10. Ansteuerverfahren zum Einschalten eines feldgesteuerten Leistungsschalters (M), insbesondere eines MOSFET, IGBT oder eines Thyristors, bei dem während des Einschaltvorgangs des Leistungsschalters (M) in einem ersten Verfahrensschritt ( $t_1-t_2$ ) an den Steuereingang (G) des Leistungsschalters (M) eine Steuerspannung ( $U_{GS}$ ) angelegt wird, die oberhalb einer Schwellspannung ( $U_{th}$ ) in Abhängigkeit der Einschaltzeitdauer ( $t$ ) einen quadraturwurzelförmig ansteigenden Verlauf hat, solange bis am Lastanschluß des Leistungsschalters die nominelle Schalterspannung ( $U_{DS,nom}$ ) für den durchgeschalteten Leistungsschalter erreicht ist,

in einem folgenden Verfahrensschritt ( $t_2-t_4$ ) nach Unterschreiten der nominellen Schalterspannung ( $U_{DS,nom}$ ), die Steuerspannung ( $U_{GS}$ ) so schnell wie möglich auf ihren Maximalwert ( $U_{max}$ ) gebracht wird, so daß die Schalterspannung so schnell wie möglich auf ihren Minimalwert ( $U_{DS,0}$ ) sinkt.

25. 11. Ansteuerverfahren zum Ausschalten eines feldgesteuerten Leistungsschalters (M), insbesondere eines MOSFET, IGBT oder eines Thyristors, bei dem während des Ausschaltens

in einem ersten Verfahrensschritt ( $t_5-t_6$ ) die Steuerspannung ( $U_{GS}$ ) am Steueranschluß (G) des Leistungsschalters (M) so schnell wie möglich verringert wird, bis am Lastanschluß des Leistungsschalters die Spannung die nominelle Schalterspannung ( $U_{DS,nom}$ ) überschreitet,

30. in einem folgenden Verfahrensschritt ( $t_6-t_7$ ) die Steuerspannung ( $U_{GS}$ ) in Abhängigkeit der Ausschaltzeitdauer mit einem quadraturwurzelförmigen Verlauf weiter verringert wird, bis eine Schwellspannung ( $U_{th}$ ) des Leistungsschalters unterschritten wird.

12. Ansteuerverfahren nach Anspruch 10, bei dem der Laststrom ( $I_{DS}$ ) an den Lastanschlüssen des Leistungsschalters (M) während des Einschaltvorganges einen linearen zeitlichen Verlauf hat.

35. 13. Ansteuerverfahren nach Anspruch 11, bei dem der Laststrom ( $I_{DS}$ ) an den Lastanschlüssen des Leistungsschalters (M) während des Ausschaltvorganges einen linearen zeitlichen Verlauf hat.

14. Verwendung des Ansteuerverfahrens nach einem der Ansprüche 10 bis 13 zur Vermeidung von Überspannungen an den Lastanschlüssen des Leistungsschalters (M).

40. 15. Verwendung des Ansteuerverfahrens nach einem der Ansprüche 10 bis 13 zur Minimierung der Leistungsverluste im Leistungsschalter (M) bei gleichzeitiger Vermeidung von Überspannungen an den Lastanschlüssen des Leistungsschalters.

16. Verwendung des Ansteuerverfahrens nach einem der Ansprüche 10 bis 13 zur Begrenzung von Überspannungen an den Lastanschlüssen des Leistungsschalters auf einen normierten Wert ( $U_{FW}$ ).

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

45

50

55

60

65



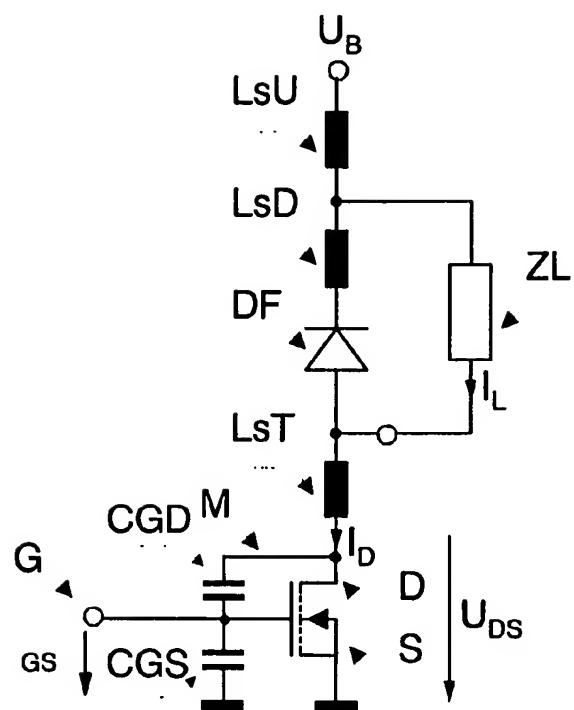


Fig. 1 (Stand der Technik)

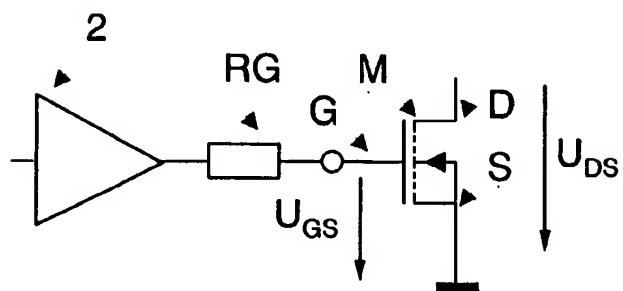


Fig. 2 (Stand der Technik)

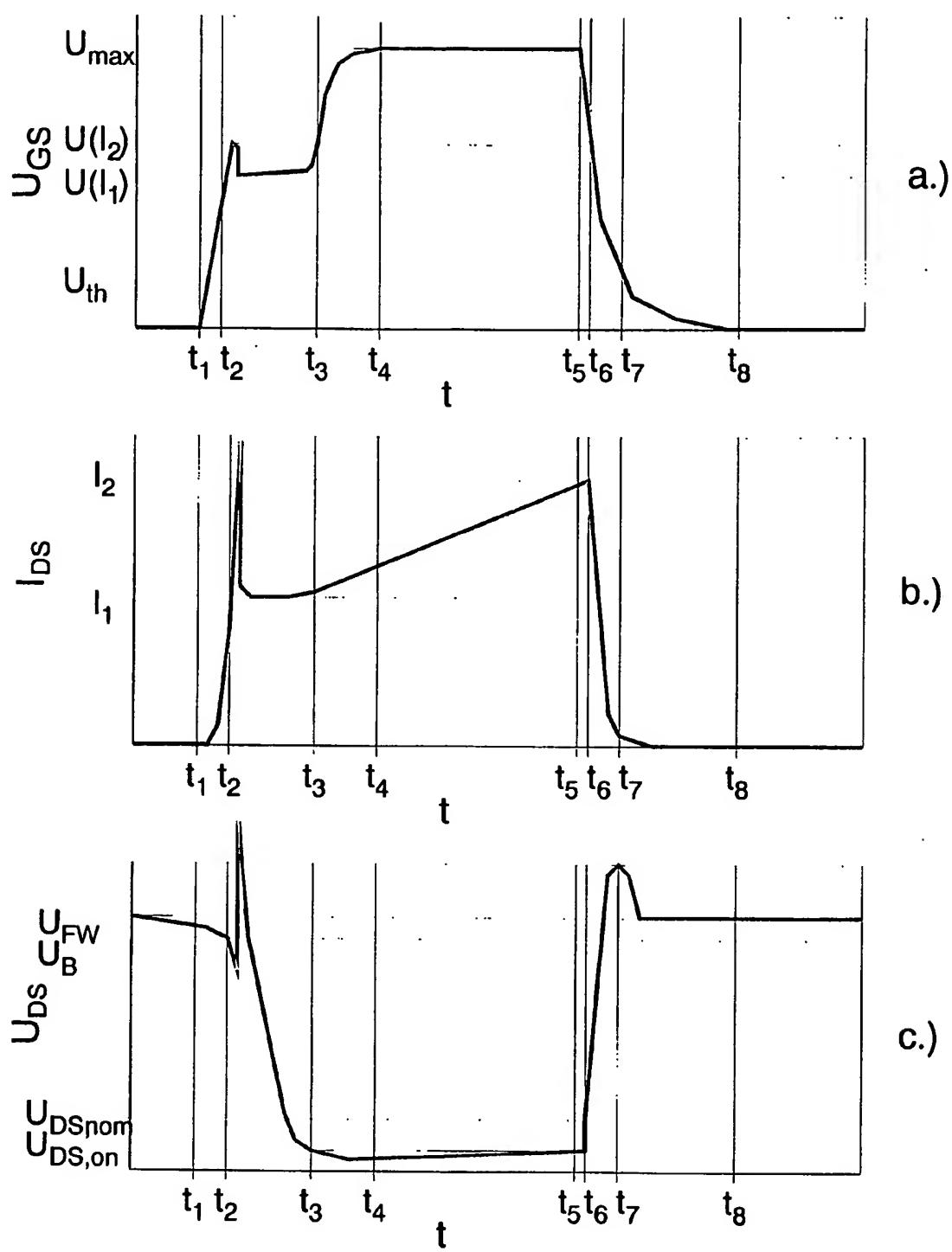


Fig. 3 (Stand der Technik)

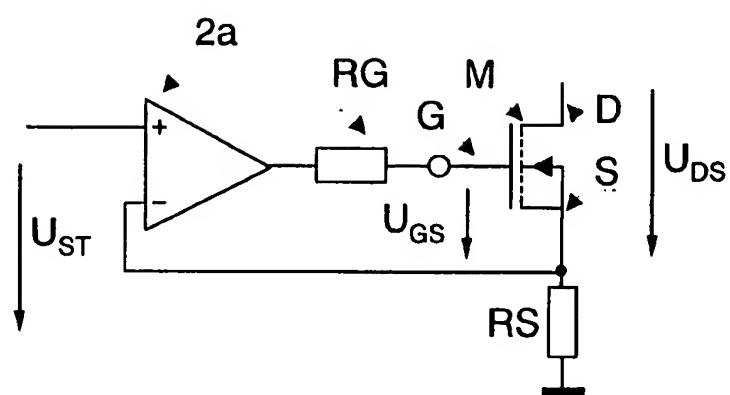


Fig. 4 (theoretische Überlegung)

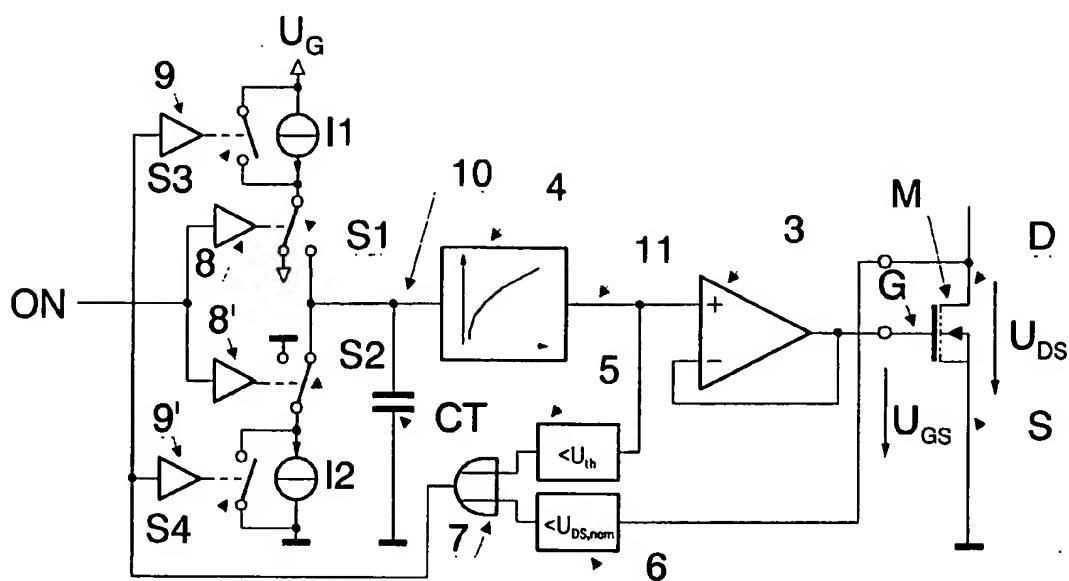


Fig. 6

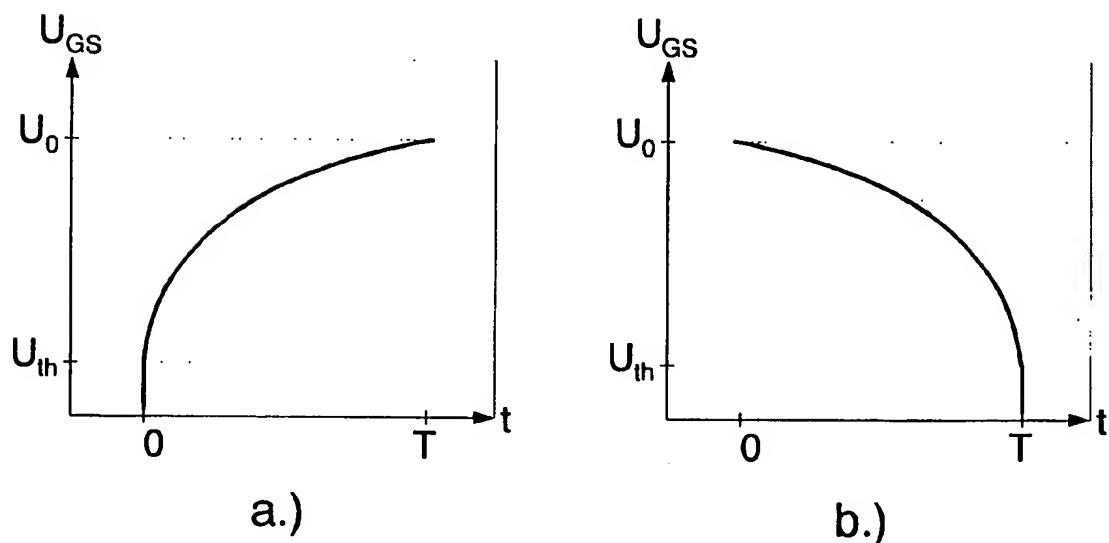


Fig. 5

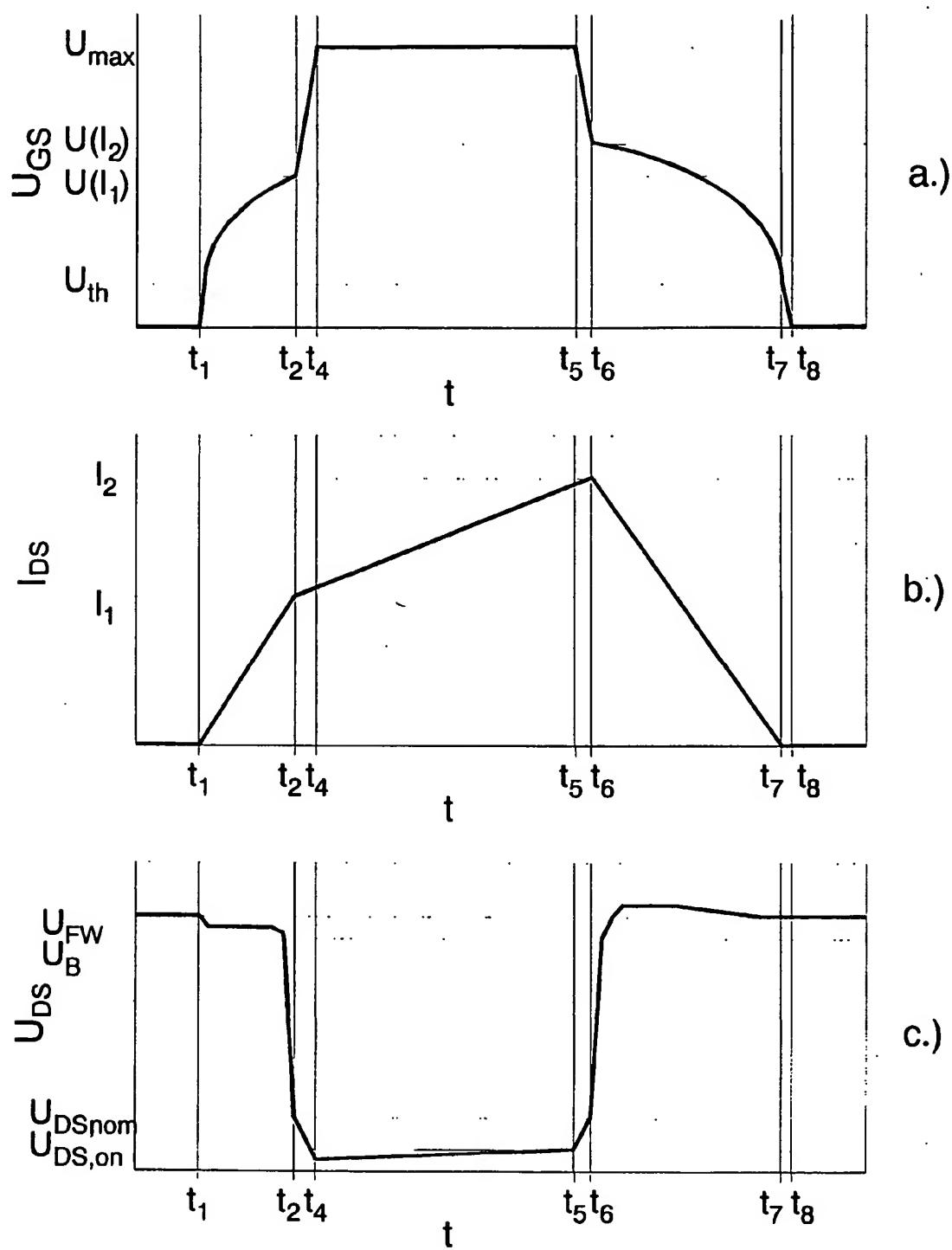


Fig.7

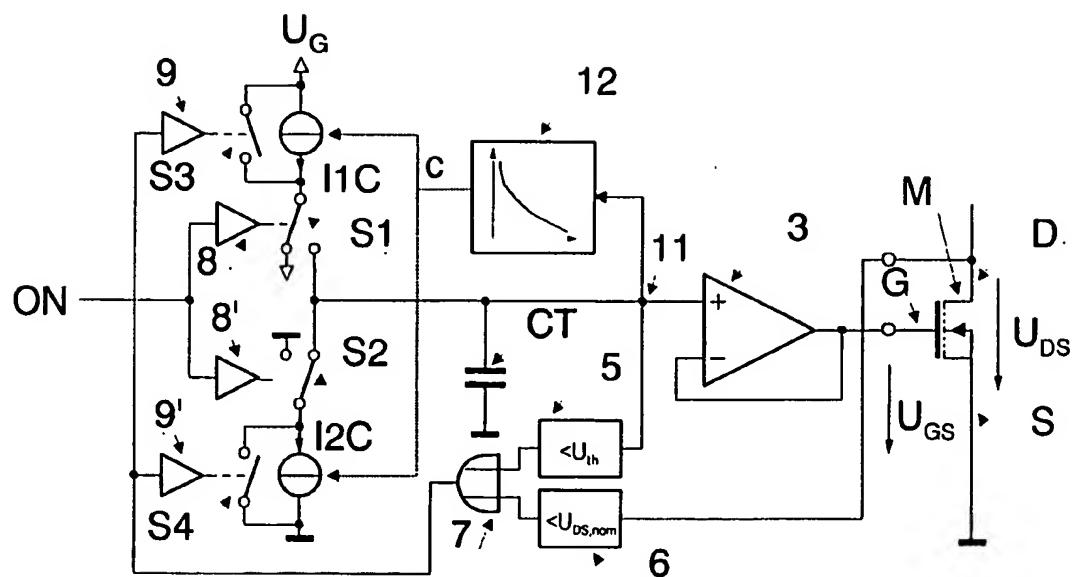


Fig. 8

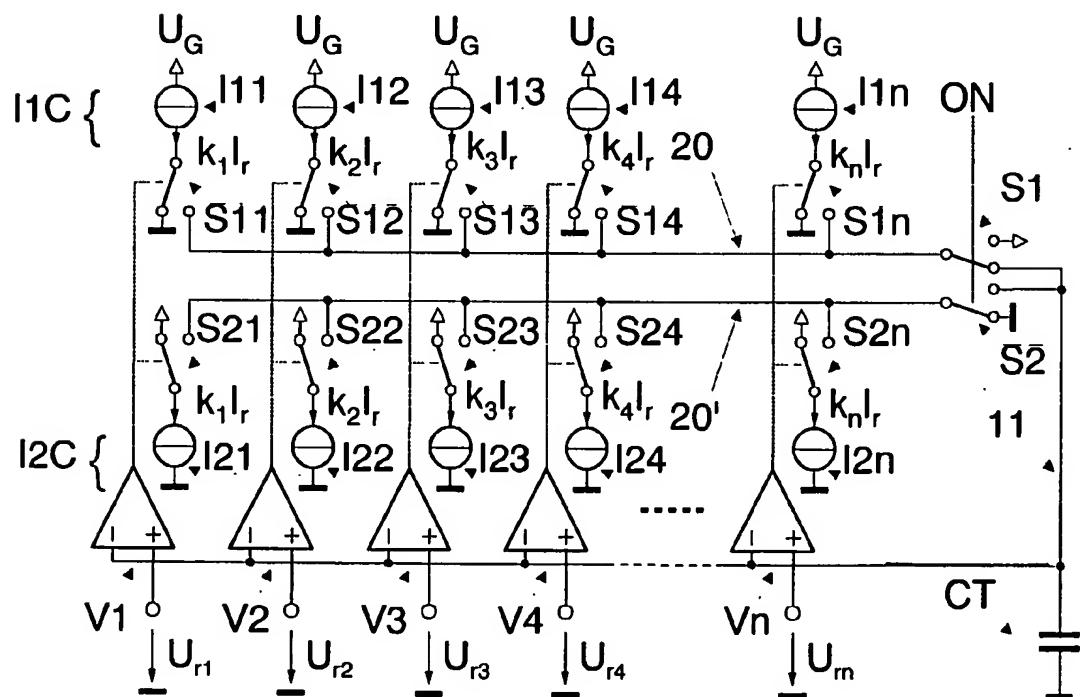


Fig. 9